



DE19730580

Biblio

Desc

Claims

Page 1

Drawing

**espacenet**

E6190



## Flow measuring device e.g. for mass of air inducted by IC engine

Patent Number:  DE19730580

Publication date: 1999-01-21

Inventor(s): KLEINHANS JOSEF (DE)

Applicant(s):: BOSCH GMBH ROBERT (DE)

Requested Patent:  JP11094620

Application Number: DE19971030580 19970717

Priority Number(s): DE19971030580 19970717

IPC Classification: G01F1/699 ; G01F1/696 ; F02M35/10 ; H05B1/02

EC Classification: G01F1/699

Equivalents:

### Abstract

The device has a sensor (10) which is positioned in a flow path and has two temperature-dependent resistance bridges (12,13) connected in parallel. one of the bridges serves as an actual measurement bridge (12) and provides a voltage dependent on the mass of flowing medium at one diagonal. The other bridge (13) provides a temperature dependent voltage at one diagonal and forms part of a heat regulating circuit, for a heating resistor (Rh), which is dependent on the temperature dependent voltage. Conversion circuits (14,16) convert the voltages into rectangular voltage signals of equal frequency with respect to keying ratios. Digital counters (27,28,29) count out the ratios to determine the mass of the flowing medium.

ADVANTAGE - An optimum adaptation of an electronic analog system of the sensor to integrated switching circuit processes can take place to obtain higher accuracy. (Dwg.1/4)

Data supplied from the esp@cenet database - I2

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

モ6190

(19)日本国特許庁 (JP)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-94620

(43)公開日 平成11年(1999)4月9日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>  
 G 0 1 F 1/68  
 F 0 2 D 45/00  
 G 0 1 P 5/12

識別記号  
 3 6 6

F I  
 G 0 1 F 1/68  
 F 0 2 D 45/00  
 G 0 1 P 5/12

3 6 6 B  
 M

審査請求 未請求 請求項の数10 OL (全7頁)

(21)出願番号 特願平10-198572

(22)出願日 平成10年(1998)7月14日

(31)優先権主張番号 19730580.6

(32)優先日 1997年7月17日

(33)優先権主張国 ドイツ(DE)

(71)出願人 390023711

ローベルト ポツシュ ゲゼルシャフト  
 ミット ベシュレンクテル ハツツング  
 ROBERT BOSCH GESELL  
 SCHAFT MIT BESCHRAN  
 KTER HAFTUNG  
 ドイツ連邦共和国 シュツットガルト  
 (番地なし)

(72)発明者 ヨーゼフ クラインハンス  
 ドイツ連邦共和国 ファイヒンゲン ゲロ  
 クシュトラーセ 1/2

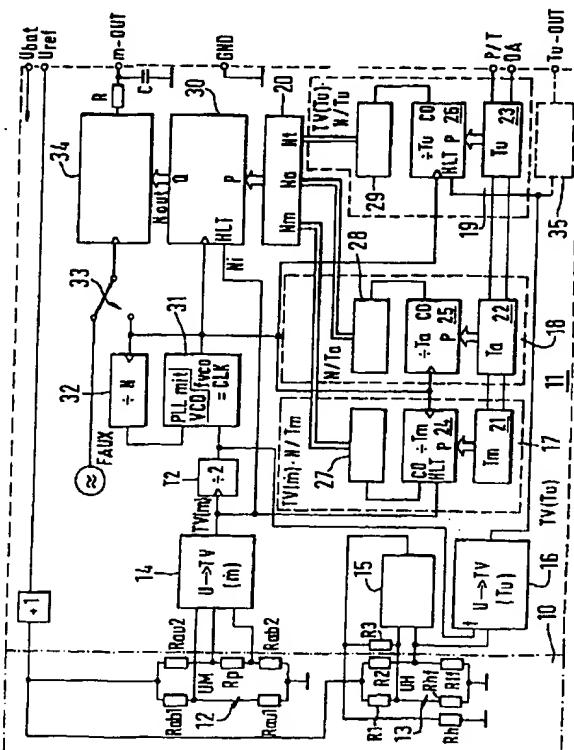
(74)代理人 弁理士 矢野 敏雄 (外3名)

## (54)【発明の名称】 流体の流量測定装置

## (57)【要約】

【課題】 従来技術に比して、センサのアナログ電子回路装置を、デジタル信号評価でしか、その作用効果を利用することができない最近の集積回路処理に最適に適合させること。

【解決手段】 2つの抵抗ブリッジを有するセンサが流体に曝される。抵抗ブリッジの抵抗は、加熱抵抗を用いて所定の過剰温度に加熱される。一方の抵抗ブリッジは本来の測定信号を発生し、他方は温度依存であって、加熱の調整用に使用される。両信号は、オンオフ比TV (Tu) 及びTV (m) の矩形電圧に変換される。符号検出部を有する位相検出器での矩形電圧の比較、並びに、カウンタを用いてデジタル後続処理することによって、流体量が測定され、付加的な補正乃至調整が可能である。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 流体の流量測定装置であって、前記流体に曝されるセンサを有しており、該センサは、2つの温度依存抵抗ブリッジを有しており、該2つの2つの温度依存抵抗ブリッジは、加熱抵抗を用いて所定の過剰温度に加熱することができ、前記2つの温度依存抵抗ブリッジのうちの第1の前記温度依存抵抗ブリッジは、加熱調整回路の構成部分であって、一方の対角線部に、温度依存電圧を形成し、第2の温度依存抵抗ブリッジは、一方の対角線部に前記流体の量に依存した電圧を発生する流体の流量測定装置において、両抵抗ブリッジは、相互に並列に接続されており、加熱調整器に第1の抵抗ブリッジから給電される電圧(UH)及び測定電圧(Um)は、同一周波数のオンオフ比TV(Tu)及びTV(m)の矩形電圧に変換され、前記両オンオフ比は、デジタルカウンタを用いてカウントされ、流体量mの測定のために使われることを特徴とする流量測定装置。

【請求項2】 第2の抵抗ブリッジは、少なくとも2つの温度依存の抵抗を有しており、該抵抗は、測定すべき媒体の流動方向に関して加熱抵抗の上流側及び下流側に設けられており、前記温度依存の抵抗は、前記加熱抵抗によって均等に加熱されるが、他方、前記流体によって種々異なる強さに冷却され、その結果、温度差の結果調整される測定電圧Umが形成される請求項1記載の流量測定装置。

【請求項3】 オンオフ比TV(m)及びTV(Tu)の形成は、それぞれ1つの切換回路(14, 16)を用いて行われ、前記一方の切換回路(16)は、周波数同期を実行する請求項1又は2記載の流量測定装置。

【請求項4】 周波数同期のために、オンオフ比TV(m)は1/2にされ、そのようにして形成された信号は、切換回路(16)に供給される請求項3記載の流量測定装置。

【請求項5】 オンオフ比TV(Tu)及びTV(m)を有する矩形波信号は、別のデジタルモジュールを用いて処理され、該別のデジタルモジュールは、調整閾値を実行する請求項1~4までのいずれか1記載の流量測定装置。

【請求項6】 デジタルモジュールは、少なくとも1つの加算的な、Taでの基本調整、乃至、Tmでの乗算的な基本調整、乃至、Tuでの加算的な温度調整を行う請求項5記載の流量測定装置。

【請求項7】 デジタルモジュールの出力信号は、加算段(20)で相互に重複される請求項6記載の流量測定装置。

【請求項8】 加算段(20)の出力信号は、予備調整部を有するカウンタ(30)に供給され、前記予備調整部を有するカウンタ(30)には、オンオフ比TV(m)の矩形波信号も供給され、前記カウンタは、その都度、流量の尺度として使われる出力信号Noutを形

成するために相互に重複されたカウント値を形成する請求項7記載の流量測定装置。

【請求項9】 PLL回路が設けられており、該PLL回路は、カウント信号として使われる周波数fvcoのノック信号を発生する請求項1~8までのいずれか1記載の流量測定装置。

【請求項10】 デジタル信号評価回路の出力側には、流体の検出量の尺度を示す出力信号を送出するオンオフ比切換器が設けられている請求項1~9までのいずれか1記載の装置流量測定装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、流体の流量測定装置であって、前記流体に曝されるセンサを有しており、該センサは、2つの温度依存抵抗ブリッジを有しており、該2つの2つの温度依存抵抗ブリッジは、加熱抵抗を用いて所定の過剰温度に加熱することができ、前記2つの温度依存抵抗ブリッジのうちの第1の前記温度依存抵抗ブリッジは、加熱調整回路の構成部分であって、一方の対角線部に、温度依存電圧を形成し、第2の温度依存抵抗ブリッジは、一方の対角線部に前記流体の量に依存した電圧を発生する流体の流量測定装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】流体の流量を検出することができるセンサ並びに所属の評価回路は、例えば、世界知的所有権機関97/18444の刊行物から公知である。例えば、内燃機関によって吸入された空気量を検出するのに適している、その種のセンサでは、2つの温度依存の抵抗が加熱抵抗を用いて流体に対して予め設定可能な過剰温度に加熱される。この抵抗は、検出すべき流体の流れ方向に関して、加熱抵抗の上流側と下流側とに配設され、その結果、この各加熱抵抗によって均一に加熱されるが、流体によって種々異なる強さで冷却される。その際生じる測定電圧は、流体量の測定のために使用される。加熱抵抗の加熱を高い信頼度で制御することができるようになるために、別の温度依存抵抗が測定ブリッジとしてセンサ素子に設けられている。この抵抗の温度を評価することによって、最適な加熱制御を達成することができる。公知のセンサは、付加的な温度補償回路部を有しており、この回路部によって、評価すべき測定電圧を誤差なく得ることができるようになる。公知のセンサは、通常、後ろに接続された評価装置を用いて、例えば、車両の制御装置を用いて評価される。このセンサと、このセンサの後続の電子回路との整合が、場合によっては問題となることがある。

## 【0003】

【発明が解決しようとする課題】本発明の課題は、従来技術に比して、センサのアナログ電子回路装置を、デジタル信号評価でしか、その作用効果を利用することができない最近の集積回路処理に最適に適合させることができ

きる流量測定装置を提供することにある。

#### 【0004】

【課題を解決するための手段】この課題を解決するため、本発明によると、両抵抗ブリッジは、相互に並列に接続されており、加熱調整器に第1の抵抗ブリッジから給電される電圧及び測定電圧は、同一周波数のオンオフ比TV及びの矩形電圧に変換され、前記両オンオフ比は、デジタルカウンタを用いてカウントされ、流体量の測定のために使われることにより解決される。

【0005】この本発明特有の構成によって達成される利点は、公知のセンサ並びに所属の評価回路を改善して、測定電圧UMも所謂切換電圧UHも（補償抵抗装置から取り出すことができ、温度の尺度として使用される）、TV(Tu)とTV(Tm)のオンオフ比の矩形電圧に変換して、このオンオフ比をPLL回路を用いて位相検出器で評価される。TUオンオフ比の発振器周波数をTmオンオフ比に同期することによって、特に有利な評価を達成することができる。

#### 【0006】

【発明の実施の形態】本発明の別の利点は、従属請求項に挙げた要件によって達成される。その際、有利には、全装置構成を、プログラミングされたバランス調整によって調整することができ、その結果、例えば、光の影響を受けることはなくなる。更に、有利には、制御装置での評価のために符号化信号を形成することができ、その際、この符号化信号は、出力側を介してフレキシブルに送出することができる。所要の際には、TU信号を別の評価のためのオプション信号として形成してもよい。特に有利には、全装置が既存のデジタル電子回路の結果障害の影響を殆ど受けないようになる。

#### 【0007】

【実施例】以下、本発明について、図示の実施例を用いて詳細に説明する。

【0008】図1には、デジタル信号評価回路11を備えたヒートフィルム(Heissfilm)空気量センサ10の全構成が図示されている。その際、このセンサ10は、少なくとも部分的に温度依存抵抗を有している2つの抵抗ブリッジ12、13を有している。抵抗ブリッジ12は、本来の測定ブリッジを形成し、抵抗ブリッジ13は、センサの構成部分である加熱抵抗Rh用の加熱調整回路の構成部分であり、個別の抵抗は、所望の測定温度に加熱される。両抵抗ブリッジ12、13は、相互に並列接続されており、それぞれインバータIを介して基準電圧Urefとアースとの間に接続されている。全センサ装置は、担体上に、例えば、基板に構成されており、適切なやり方で、被測定流体、例えば、内燃機関の吸気ガス内の空気流に曝されている。

【0009】測定ブリッジ12は、温度差ブリッジとして構成されており、抵抗Rab1、Rab2、Rau1、Rau2並びにRpを有している。この抵抗は、温

度依存抵抗であって、加熱抵抗Rhによって過剰温度に加熱される。その際、抵抗Rab1及びRab2は、被測定流体の流れの方向に関して加熱抵抗の下流側に配設されており、それに対して、抵抗Rau1及びRau2は、上流側に配設されている。

【0010】ブリッジの対角線方向に調整される測定電圧UMは、デジタル信号評価回路11の切換回路14に供給される。その際、切換回路は、両抵抗Rab1及びRau1並びにRau2及びRpとの接続点と接続されており、抵抗Rp及びRab2との間の接続点と接続されており、オンオフ比TV(m)を形成する。

【0011】加熱調整回路に配属されている抵抗ブリッジ13は、抵抗R1、R2、Rh f及びR1 fを有している。その際、Rh fは、加熱温度センサであり、R1 fは、空気乃至流体温度センサである。この抵抗の値は、温度依存であり、その結果、抵抗ブリッジ13のブリッジ対角線方向に電圧UHが調整される。この電圧は、デジタル信号評価回路11に供給され、その際、この電圧は、加熱調整器15にも周波数同期部を有する切換回路16にも供給される。この切換回路は、更に、ブロックT2内で2によって除算されたオンオフ比TV(m)を上昇する。

【0012】HFMセンサ10の基本構成並びにその機能形式については、刊行物、世界知的所有権機関97/18444に詳細に記載されており、従って、この個所については、これ以上詳細に説明する必要はない。デジタル信号評価回路11は、本発明の本来の核心的部である。この回路は、HFMセンサによって供給された電圧UMとUHとを以下更に説明するようにして評価し、流体量mに直接相当する信号が得られる。

【0013】デジタル信号評価回路11は、既述の切換回路14及び16並びに加熱調整器15の他に、別のデジタルモジュールを有しており、このデジタルモジュールを用いて、種々の調整を行うことができる。Tmでの乗算基本調整用のモジュールは、17で示されており、加算基本調整Taは、ブロック18によって可能である。加算温度調整Tuは、デジタルモジュール19によって達成することができる。調整モジュールで発生された信号TV(m) \* N/Tm、N/Ta及びTV(Tu) \* N/Tuは、加算段20の相応の入力側Nm、Na、Ntに供給される。加算段20では、調整ブロックで発生した信号が適切なやり方で加算される。

【0014】3つのデジタル調整モジュール17、18、19は、それぞれ同一に構成されており、それぞれ1つのブロック21、22、23(Tm、Ta、Tuの予備調整用)、ブロック24、25、26(予備調整量及びその都度評価すべき信号が供給されている)、並びにカウンタ27、28、29(それぞれ乗算又は加算補正が行われる)を有している。

【0015】加算段20の出力信号は、予備調整部を有

する別のカウンタ30に供給される。このカウンタ30には、オンオフ比TV (m) から得られたカウント値Niも供給される。更に、カウンタ30は、PLL回路31と接続されており、PLL回路31は、デジタルブロック18並びに加熱調整器15とも接続されている。カウンタ30は、ブロック34に接続されており、ブロック34は、選択的にスイッチング形式パラレルイン/シリアルアウトで又はオンオフ比切換器として作動する。ブロック34は、スイッチ33を介して選択的に補助周波数FAUX又はPLL回路で発生された周波数fvcoで作動される。ブロック34の出力側は、抵抗R及びコンデンサCからなるフィルタ回路を介して出力側m-outと接続されている。この出力側m-outからは、流体量に直接相当する信号を取り出すことができる。

【0016】デジタル信号評価回路の別の入出力側は、以下のように示されている：

Ubatt: バッテリ電圧用端子

Uref: 基準電圧用端子

GND: アース端子

P/T: プログラム乃至クロック信号用のPR/T端子  
DA: データ入力側

Tu-Oout: 温度出力側

温度出力側の出力信号は、切換回路16のオンオフ比から信号変換器35を用いて取り出され、例えば、直接温度値として形成される。

【0017】デジタル信号評価回路の機能形式の説明のために、先ず、図2及び図3を用いて、切換回路14及び16について説明する。この切換回路を用いて、測定電圧UM (m) は、オンオフ比TV (m) に変換され、温度依存電圧UH (Tu) は、オンオフ比TV (Tu) に変換される。

【0018】図2には、切換回路14並びにその、測定ブリッジ11との接続端子が示されている。切換回路は、2つのスイッチング手段S1, S2を介して測定ブリッジの抵抗Rpに接続することができ、その際、両端子には、電圧U1及びU2が印加されている。別の端子は、切換回路14から抵抗Rab1及びRa2の接続点に接続されている。この接続点には、電圧U0が印加している。詳細には、切換回路14は、積分器OP1及び比較器KP1並びに抵抗R4, R4及びR6並びにコンデンサC4を有する所属のフィードバック回路を有している。比較器KP1の出力側と基準電圧端子UREFとの間には、プルアップ抵抗Rp11up1が接続されており、このプルアップ抵抗Rp11up1は、スイッチング手段S1にも接続されている。フリップフロップFF1は、比較器KP1の出力側に接続されており、スイッチング手段S2を作動する。

【0019】切換回路14 (この回路を用いて、測定電圧UMがオンオフ比TV (m) に変換される) は、振動

系である。比較器KP1の切換ヒステリシスに対しては、プルアップ抵抗は、抵抗R5及びR6よりも非常に小さいという前提条件下で妥当する。即ち：

$$\Delta = R5 / R6 * Uref$$

比較器KP1の出力側の信号が高い場合には、積分電流に対して以下の式が成り立つ：

$$IC4 = (U2 - U1) / R4$$

比較器KP1の出力側が高い時間THは、以下の式によって算出される：

$$IC4 * TH = C4 * \Delta U$$

$$TH = (C4 * \Delta U) / IC4 = R4 * C4 * \Delta U / (U2 - U0)$$

低い時間TLに対しては、同様にして以下の式が成り立つ：

$$IC4 = (U0 - U1) R4, 乃至, IC4 * TL = C4 * \Delta U$$

$$TL = C4 * \Delta U / IC4 = R4 * C4 * \Delta U (U0 - U1)$$

その際、振動期間に対しては、以下の式が成り立つ：

$$TH + TL = R4 C4 * \Delta U (1 / (U2 - U0) + 1 / (U0 - U1)) = R4 * C4 * \Delta U * (U2 - U1) / (U2 - U0) (U0 - U1)$$

振動周波数に対しては、以下の式が成り立つ：

$$f = 1 / (TH + TL) = 1 / (R4 * C4 * \Delta U) * (U2 - U0) (U0 - U1) / (U2 - U1)$$

オンオフ比に対しては、以下の式が成り立つ：

$$TV (m) = TH / (TH + TL) = R4 * C4 * \Delta U / (U2 - U0) * 1 / (R4 * C4 * \Delta U) * (U2 - U0) (U0 - U1) / (U2 - U1) = (U0 - U1) / (U2 - U1)$$

電圧U0及びU1は、mで逆方向に変化するので、ここでは、オンオフ比も変化し、従って、mに依存し、以下の式が成り立つ：

$$TV = f (m)$$

図3に示されている、周波数同期部を有する切換回路は、図2に示されている回路の別の部分に相応する。この回路の個別構成部分は、積分器OP2、比較器KP2並びに抵抗R10, R11及びR12及びコンデンサC10である。更に、プルアップ抵抗Rp12p2は、図2のプルアップ抵抗に相応する。スイッチング手段は、S3及びS4で示されており、スイッチング手段S3及びS4を作動するフリップフロップは、参照記号FF2で示されている。スイッチング手段S3及びS4は、基準電圧UREFとアースとの間に接続された抵抗R7, R8, R9の直列回路に対する接続部を形成することができる。周波数同期部を有する切換回路16の別の接続部は、抵抗R2とR1fとの間の接続点に接続されている。この接続線路を介して、温度依存の電圧が演算増幅器OP2の非反転入力側及び比較器KP2の反転入力側に接続されている。

【0020】図2の回路装置とは異なり、直列回路R7, R8, R9は、付加的に本来の第2のブリッジに設けられており、図2の直列回路Rab2, Rp, Rau1は、測定ブリッジの構成部分である。図3のプルアップ抵抗は、符号検出部を有する位相検出器36に接続されており、この位相検出器は、ブロック37を介して比較器KP2の出力側及びプルアップ抵抗Rpullup2と接続されている。位相検出器の別の端子は、ブロック38を介して図2の回路の比較器KP1の出力側に接続されている。この端子を介して、オンオフ比TV(m)が供給され、位相検出器の他方の端子を介して、オンオフ比TV(Tu)が供給される。ブロック37及び38では、供給された信号の周波数がそれぞれ1/2に分周される。

【0021】オンオフ比TV(Tu)は、図3の回路装置では、図2の回路の場合と同様に形成される。図2の回路との相違点は、振動系乃至発振器の周波数が、図2の回路の振動系乃至発振器を用いて同期化されるという点である。振動周波数及びオンオフ比が図2aの回路と同様に形成された振動期間から、発振器周波数が切換ヒステリシスに対して反比例することが検出可能である場合、以下の式が成り立つ：

$$f \sim 1/\Delta U$$

$\Delta U = R_{11}/R_{12} * U_x$  であるので、周波数fは、 $1/U_x$ に比例することを検出することができる。位相検出器36乃至プルアップ抵抗Rpullup2に生じる電圧 $U_x$ を用いて、発振器の周波数を制御することができる。この周波数制御は、オンオフ比TV(m)の周波数もオンオフ比TV(Tu)の周波数も1/2に分周される。図3では、このことがブロック37及び38で示されており、これらブロック37及び38は、供給された信号をファクタ2で分周する。

【0022】分周に応じて形成される、オンオフ比50%の信号は、符号検出部を有する位相検出器に供給され、この位相検出器で相互に比較される。符号検出部を有する位相検出器の出力信号を用いて、オンオフ比TV(Tu)の周波数は、この周波数がTV(m)のオンオフ比の周波数に等しいように調整される。

【0023】両周波数は等しいので、全回路において、両オンオフ比TV(Tu)とTV(m)とは同じクロック周波数でカウントすることができる。このクロック周波数は、PLL回路によって形成される。

【0024】Taでの加算的な基本調整、Tmでの乗算的な基本調整及びTuでの加算的な温度調整用の既述のデジタルモジュールと共に、信号TV(n)及びTV(Tu)乃至所属のカウント値Niから、予備調整部を有するカウンタ30で、補正信号が形成され、この補正信号は、オンオフ比切換器34並びに接続されたRCフィルタを介して流体の尺度用の測定値mとして出力される。

【0025】図4には、図1に記載された信号の幾つかを時間に亘って示されている。図4aには、オンオフ比TV(m)が示されており、図4bには、オンオフ比TV(Tu)が示されており、その際、周波数fTV(m)は、周波数fTV(Tu)に等しい。しかし、両信号の高期間の長さと低期間との長さは種々異なる。

【0026】図4cには、カウンタ状態Ni=TV(m)\*Nが示されている。常に、低から高への側縁の切換によって、図4a又はbの両信号はカウントされる。図4aの信号が高から低に移行すると、カウントは終了する。カウント開始前に、リセットされる。最大カウント値は、Niであり、カウントレートは、Nである。

【0027】図4dには、カウント値Nm=Ni/Tmが記載されている。カウントレートN/Tm、終了値は、それぞれNmである。

【0028】図4eには、カウント値Na=N/Taが示されている。その際、カウントレートは、N/Taである。

【0029】図4fには、カウンタ状態Nt=TV(Tu)\*N/Tuが記載されている。カウントレートは、N/Tuであり、終了値は、Ntである。

【0030】図4gには、最後に、予備調整部30を有するカウンタの出力側で得られるカウント値が記載されている。カウント状態は、Noout=Ni+Pであり、その際、P=Nm+Na+Ntである。このカウンタの終了状態は、Ni+Pである。

【0031】予備調整部を有するカウンタ30のカウンタ状態Nooutは、更に以下の式で示される：

$$Noout = Ni + Nm + Na + Nt = TV(m) * N + TV(m) * N/Tm + N/Ta + TV(Tu) * N/Tu$$

従って、出力カウンタに対しては、以下が成り立つ：  
 $Noout/N = TV(m) * (1 + 1/Tm) + 1/Ta + TV(Tu)/Tu$   
 カウンタ内容から、ブロック32で（パラレルイン/シリアルアウト又はオンオフ比切換器）、流体量の値を検出することができる。

【0032】

【発明の効果】本発明の流量測定装置は、従来技術に比して、センサのアナログ電子回路装置を、デジタル信号評価でしか、その作用効果を利用することができない最近の集積回路処理に最適に適合させることができるという利点を有している。それにより、全信号評価の際、比較的高い精度を達成することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】センサ及び全デジタル信号評価回路

【図2】m-信号の変換回路

【図3】TU-信号の切換回路

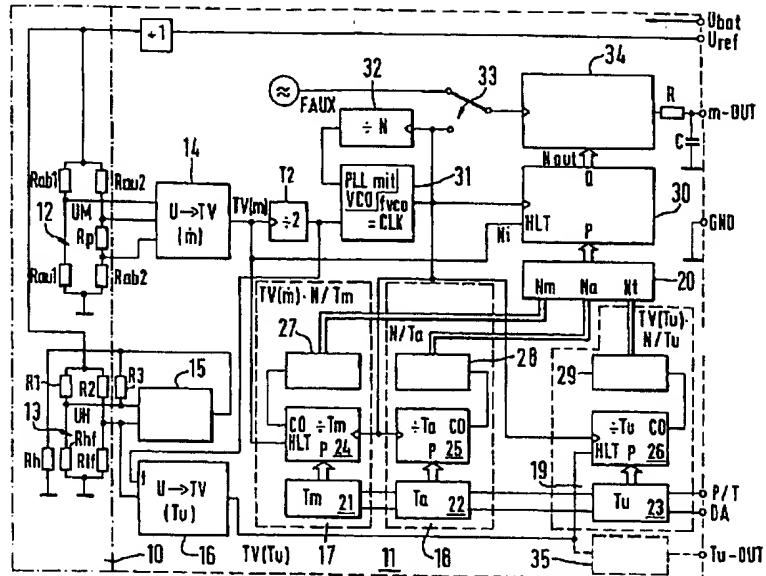
【図4】デジタル回路の信号時間経過特性

## 【符号の説明】

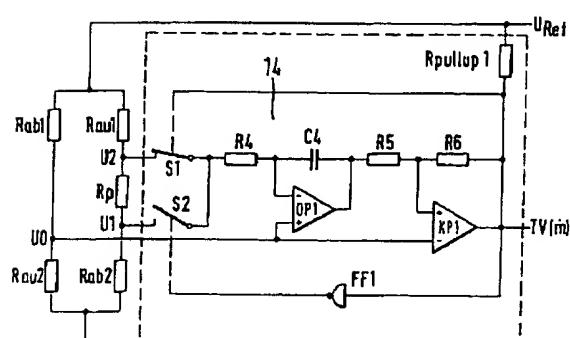
1 0 ヒートフィルム空気量センサ  
 1 1 デジタル信号評価回路  
 1 4, 1 6 切換回路

1 9 デジタルモジュール  
 2 0 加算段  
 2 7, 2 8, 2 9, 3 0 カウンタ

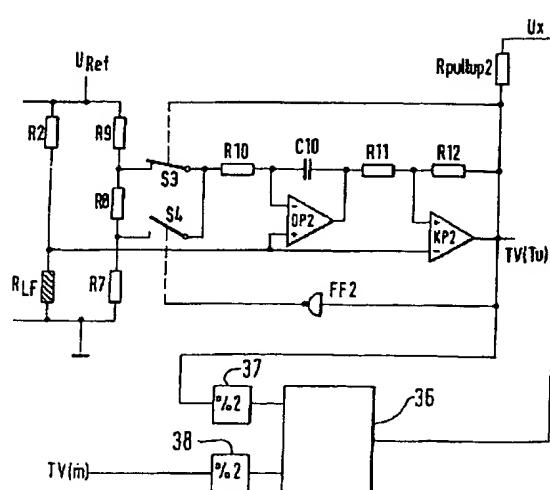
【図1】



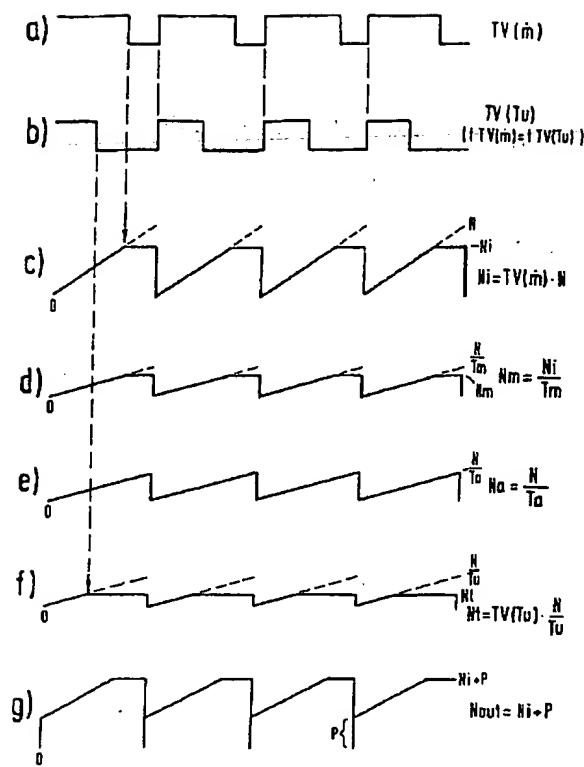
【図2】



【図3】



【図4】



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**